

BEST AVAILABLE COPY

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2000-152104

(43)Date of publication of application : 30.05.2000

(51)Int.Cl.

H04N 5/44
H04J 11/00
// H04L 27/00

(21)Application number : 10-314354

(71)Applicant : SHARP CORP

(22)Date of filing : 05.11.1998

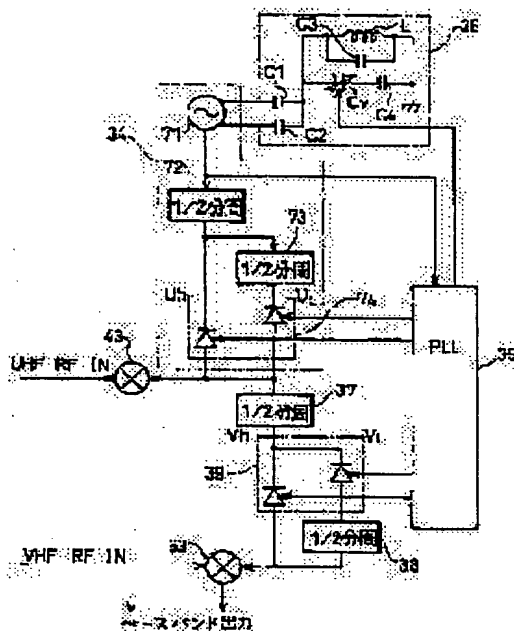
(72)Inventor : NITTA HITOSHI

(54) RECEIVER FOR DIGITAL BROADCAST

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To realize a stable operation by enhancing the vibration-proof performance with respect to a digital television broadcast receiver.

SOLUTION: A local oscillation circuit 34 generates a local oscillation signal of a UHF channel by using frequency dividers 72, 73 to frequency-divide a signal oscillated by an oscillator 71. Thus, the oscillating frequency of the oscillator 71 is shifted higher than a trap frequency of a trap filter, that is, an element that is mechanically stable such as a reception frequency and a chip inductor or a dielectric resonator is employed for a resonance element L of a resonance circuit 36. Since a reception frequency band is divided into plural bands, which are in charge of the oscillator 71, then a change in the width of the oscillating frequency with respect to a change in a control voltage from a PLL circuit 35 is decreased to suppress a phase noise.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination] 13.07.2001

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number] 3529644

[Date of registration] 05.03.2004

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of extinction of right]

Copyright (C); 1998,2003 Japan Patent Office

(19)日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開2000-152104

(P2000-152104A)

(43)公開日 平成12年5月30日(2000.5.30)

(51)Int.Cl.

識別記号

F I

テーマコード(参考)

H 0 4 N 5/44

H 0 4 N 5/44

K 5 C 0 2 5

H 0 4 J 11/00

H 0 4 J 11/00

Z 5 K 0 0 4

// H 0 4 L 27/00

H 0 4 L 27/00

Z 5 K 0 2 2

審査請求 未請求 請求項の数3 O L (全 8 頁)

(21)出願番号 特願平10-314354

(22)出願日 平成10年11月5日(1998.11.5)

(71)出願人 000005049

シャープ株式会社

大阪府大阪市阿倍野区長池町22番22号

(72)発明者 新田 仁

大阪府大阪市阿倍野区長池町22番22号

シャープ株式会社内

(74)代理人 100080034

弁理士 原 謙三

Fターム(参考) 5C025 AA14 AA25 AA28 DA01

5K004 AA04 EG08 EG10 EG11 EH01

EH07

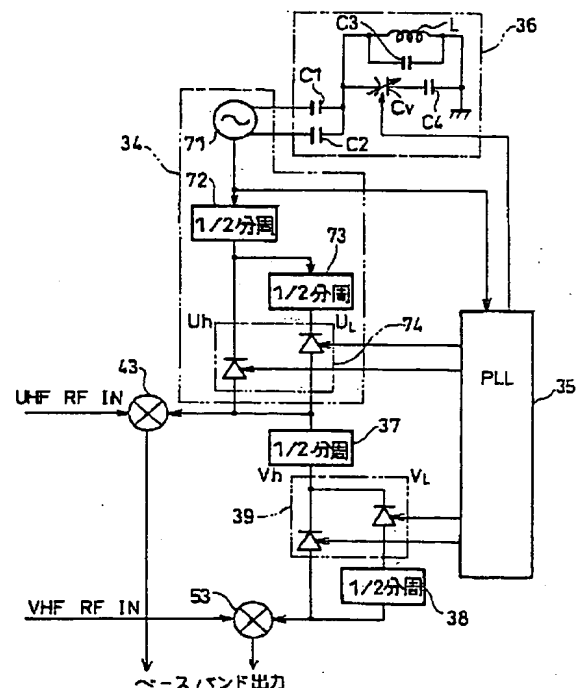
5K022 AA03 AA23 AA27

(54)【発明の名称】 デジタル放送の受信装置

(57)【要約】

【課題】 デジタルテレビジョン放送の受信機において、耐振性を向上し、安定動作を実現する。

【解決手段】 局部発振回路34は、発振器71で発振した信号を分周器72、73で分周することによってUHFチャネルの局部発振信号を作成する。したがって、発振器71の発振周波数をトラップフィルタのトラップ周波数、すなわち受信周波数よりも高くシフトし、共振回路36の共振素子Lに、チップインダクタや誘電体共振器などの機械的に安定な素子を使用することができる。また、受信周波数帯域を複数に分割化して発振器71が受け持つことになるので、PLL回路35からの制御電圧変化に対する発振周波数の変化幅を小さくすることができ、位相ノイズを抑制することもできる。



【特許請求の範囲】

【請求項 1】入力端からの受信高周波信号のうち、受信すべき信号の周波数に同調するトラッキングフィルタと、前記トラッキングフィルタの出力を直接ベースバンド信号に変換する周波数変換手段とを含むデジタル放送の受信装置であって、前記周波数変換手段の局部発振手段に関して、該局部発振手段からの局部発振信号の周波数を低下させる周波数低下手段を設けることによって、前記局部発振手段の発振周波数を前記トラッキングフィルタの同調周波数よりも高くシフトし、該局部発振手段における共振素子に機械的に安定な素子を使用することを特徴とするデジタル放送の受信装置。

【請求項 2】前記周波数低下手段は、分周手段であることを特徴とする請求項 1 記載のデジタル放送の受信装置。

【請求項 3】前記分周手段は、複数の分周比を有することを特徴とする請求項 2 記載のデジタル放送の受信装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、デジタル圧縮された映像や音声、OFDM（直交周波数分割多重）方式等の変調方式で伝送される地上波のテレビジョン放送やケーブルテレビジョン（CATV）の受信に好適に実施されるデジタル放送の受信装置に関する。

【0002】

【従来の技術】図 5 は、アナログ放送のテレビジョン受信機のチューナ部の電気的構成を示すブロック図である。アンテナまたは CATV ケーブルに接続される入力端子 1 から入力される受信高周波信号は、帯域分離フィルタ 2 において、UHF 信号成分と VHF 信号成分とにそれぞれ分離され、バンドパスフィルタ（以下、BPF と略称する）10、20 に与えられる。

【0003】前記 UHF 信号成分は、UHF 入力同調回路となる前記 BPF 10 において選局チャンネル付近の信号成分が選択され、高周波増幅回路 11 において所定レベル範囲に制限され、さらに UHF 段間同調回路となる BPF 12 において復同調された後、混合回路 13 に与えられる。混合回路 13 には、局部発振回路 14 からの局部発振信号が与えられている。前記局部発振信号はまた、PLL 回路 4 に与えられており、該 PLL 回路 4 は、マイクロコンピュータなどの図示しない選局回路から与えられる選局信号にตอบสนองして、前記局部発振回路 14 に関連して設けられている共振回路 15 への制御電圧を変化し、該共振回路 15 の共振周波数を変化する。こうして、前記局部発振信号の周波数が受信すべき放送局の周波数に対応するように、安定的に制御される。

【0004】同様に、前記 VHF 信号成分は、VHF 入力同調回路となる前記 BPF 20 において選局チャンネル

付近の信号成分が選択され、高周波増幅回路 21 において所定レベル範囲に制限され、さらに VHF 段間同調回路となる BPF 22 において復同調された後、混合回路 23 に与えられる。混合回路 23 には、局部発振回路 24 からの局部発振信号が与えられている。前記局部発振信号はまた、前記 PLL 回路 4 に与えられており、該 PLL 回路 4 は、前記選局信号にตอบสนองして、前記局部発振回路 24 に関連して設けられている共振回路 25 への制御電圧を変化し、該共振回路 25 の共振周波数を変化する。

【0005】前記混合回路 13、23 からの中間周波信号は、中間周波増幅回路 3 において増幅された後、後段の I、Q 復調回路などに与えられる。PLL 回路 4 からはまた、BPF 10、12；20、22 にも前記制御電圧が出力されている。この制御電圧の出力を、前記共振回路 15 と共振回路 25 とに選択的に切換えることによって、UHF 帯域の受信と VHF 帯域の受信との切換えを行うことができる。

【0006】また、VHF 帯域の low チャンネルと high チャンネルとの切換えは、たとえば図 6 で示すように、共振回路 25 を、共振容量 C_d と、該共振容量 C_d に並列に接続される直列インダクタ L₁、L₂ とによって構成し、インダクタ L₂ の端子間を、前記選局回路からのバンド切換え信号にตอบสนองして、ダイオードなどのスイッチ SW が開放または短絡することによって実現される。

【0007】

【発明が解決しようとする課題】上述のように構成されるテレビジョン受信機は、いわゆるスーパーヘテロダイン形の受信機であり、BPF 10、12；20、22 は、受信周波数帯域の信号成分のみを選択する以外に、混合回路 13、23 で発生するイメージ妨害を除去する機能も有している。たとえば我が国の 13 チャンネル（中心周波数 473 MHz）の受信の際には、局部発振信号の周波数は、前記 473 MHz の中心周波数に、中間周波信号の周波数 57 MHz を加算した 530 MHz となり、これに対して、前記イメージ周波数は、局部発振周波数に中間周波数を加算した 587 MHz となる。したがって、BPF 10、12 には、473 ± 3 MHz の成分は通過し、587 ± 3 MHz の成分を阻止する濾波特性が要求され、この関係はすべてのチャンネルで要求される。

【0008】このため、前記 BPF 10、12；20、22 は、印加電圧に対応して中心周波数を変化することができる VCF（Voltage Controlled Filter）となっており、共振回路 15、25 をそれぞれ備える局部発振回路 14、24 は、前記印加電圧に対応して発振周波数を変化することができる VCO（Voltage Controlled Oscillator）となっており、全てが同一の前記制御電圧によって制御される。これらの VCF や VCO は、可変容

量ダイオードなどを備えて構成され、それらの中心周波数と発振周波数との関係は、たとえばUHF帯域では図7で示すようになり、前記制御電圧の変化に対して、前記中間周波数57MHzだけ離れた1次関数となる必要がある。

*【0009】ここで、表1に我が国と欧州と米国におけるチャンネル割当てを示す。

【0010】

【表1】

*

	日 本	欧 州	米 国
VHF low (MHz)	90~108	47~ 68	54~ 88
VHF high (MHz)	170~222	174~230	174~216
UHF (MHz)	470~770	470~862	470~890
1チャンネルの幅 (MHz)	6	7(VHF) 8(VHF)	6
チャンネル数	62	68	82

【0011】アナログ放送では、相互に隣接するサービスエリア間は同一チャンネルでの放送を行うことができないので、この表1で示すように、テレビジョン放送には多数のチャンネルが割当てられている。このためテレビジョン受信機にも、非常に広い受信帯域幅が要求され、特にVHFチャンネルに対応して、前記共振回路25には、図8で示すように、インダクタンスの大きい空芯コイルを使用する必要がある。この空芯コイルは、銅線などの導電体を螺旋状に巻回した形状を有しており、巻線の間隔を機械的に調整することによって、前記図7で示す関係が満足され、また該空芯コイルや前記可変容量ダイオードのばらつきの調整が行われる。しかしながら、この空芯コイルは、機械的振動によって、形状に歪みが生じ易く、インダクタンスが変化し易いという問題がある。

【0012】たとえば、PLL回路4のロック状態で、受信機に一定の振動を与えたときの局部発振信号の周波数変動値を測定すると、peak to peakで120kHzも変動してしまうことがあり、PLLループのループ帯域の設定によっては、ロック外れを起こしてしまう可能性もある。デジタル放送の場合、そのような局部発振周波数の変動による中間周波数の変動は、後段側のデジタル復調回路に悪影響を及ぼし、場合によっては、ビットエラーや同期外れによるバーストエラーを引起し、映像や音声の乱れおよびフリーズを引起すという問題がある。

【0013】この点、一般に、発振回路の周波数変動幅が広がると、周波数変化に対する応答性を高くしなければならず、発振信号に位相ノイズが多くなり、たとえばビットエラーレートの悪化を招くという問題がある。そこで、前記表1で示すような多チャンネルのアナログテ

レビジョン放送が、デジタル化による1チャンネル当りの収容番組数の増加や、前記OFDM変調方式の採用による共通チャンネル化などによって、周波数帯域の狭小化が進められるとしても、デジタル放送の開始からアナログ放送の終了までの移行期間は、従来通りの広い帯域に亘って受信する必要がある。

【0014】一方、受信高周波信号を周波数変換して、直接ベースバンド信号を得る、いわゆるダイレクトコンバージョン方式は、部品点数が少なく、かつ前述のスーパーヘテロダイン方式の場合に生じるイメージ妨害が無いという利点を有しているものの、隣接妨害が多いという問題があり、アナログ放送の受信機には適用できなかったが、前記隣接妨害に強いデジタル放送の受信機には適用可能である。しかしながら、局部発振周波数は、前述のスーパーヘテロダイン方式の場合には、たとえば我が国の第1チャンネルの場合に、 $93 + 57 = 150$ MHzであるのに対して、受信高周波信号の中心周波数に等しく、93MHzとなり、前記共振回路25に大きなインダクタンスが必要となり、地上波のデジタルテレビジョン放送の受信機には適用できないという問題がある。

【0015】本発明の目的は、広い帯域に亘って安定した動作を得ることができるデジタル放送の受信装置を提供することである。

【0016】

【課題を解決するための手段】請求項1の発明に係るデジタル放送の受信装置は、入力端からの受信高周波信号のうち、受信すべき信号の周波数に同調するトラッキングフィルタと、前記トラッキングフィルタの出力を直接ベースバンド信号に変換する周波数変換手段とを含むデジタル放送の受信装置であって、前記周波数変換手段の

局部発振手段に関して、該局部発振手段からの局部発振信号の周波数を低下させる周波数低下手段を設けることによって、前記局部発振手段の発振周波数を前記トラッキングフィルタの同調周波数よりも高くシフトし、該局部発振手段における共振素子に機械的に安定な素子を使用することを特徴とする。

【0017】上記の構成によれば、周波数低下手段によって、局部発振信号の周波数が低下されて、混合手段に与えられる。したがって、局部発振手段の発振周波数をトラッキングフィルタの同調周波数よりも高くシフトさせることができ、通常の地上波テレビジョン放送やCATVで使用される周波数よりも高いGHz帯程度の周波数として、局部発振手段における共振素子に、チップインダクタ、誘電体共振器またはマイクロストリップラインなどの機械的に安定な素子を使用することができる。こうして、外部からの振動による影響を受けにくくして、広い周波数帯域に亘って安定動作を行なわせることができ、デジタル放送を良好に受信することができる。

【0018】さらに、上述のように局部発振手段の発振周波数が高くても実際に混合手段に与えられる局部発振信号の周波数を低くすることができ、スーパーヘテロダイン方式に比べて局部発振信号の周波数が低いダイレクトコンバージョン方式を適用することができ、構成を簡略化し、イメージ妨害を無くすることができる。

【0019】また、請求項2の発明に係るデジタル放送の受信装置では、前記周波数低下手段は、分周手段であることを特徴とする。

【0020】上記の構成によれば、比較的簡単に局部発振信号の周波数を低下させることができ、上述のような実際の局部発振手段の発振周波数を同調周波数よりも高くシフトすることによる機械的に安定な素子の使用を容易に可能にすることができる。

【0021】さらにまた、請求項3の発明に係るデジタル放送の受信装置では、前記分周手段は、複数の分周比を有することを特徴とする。

【0022】上記の構成によれば、一定の受信周波数範囲を複数のバンドに分割することができ、局部発振手段の発振周波数の可変範囲を小さくして、位相ノイズを抑制することができ、デジタル放送の受信に好適である。

【0023】

【発明の実施の形態】本発明の実施の一形態について、図1～図4に基づいて説明すれば、以下の通りである。

【0024】図1は、本発明の実施の一形態のデジタル放送のテレビジョン受信機のチューナ部の電氣的構成を示すブロック図である。アンテナまたはCATVケーブルに接続される入力端子31から入力される受信高周波信号は、帯域分離フィルタ32において、UHF信号成分とVHF信号成分とにそれぞれ分離され、バンドパスフィルタ40、50に与えられる。

【0025】前記UHF信号成分は、UHF入力同調回

路となる前記BPF40において選局チャネル付近の信号成分が選択され、高周波増幅回路41において所定レベル範囲に制限され、さらにUHF段間同調回路となるBPF42において復調された後、混合回路43に与えられる。混合回路43には、局部発振回路34からの局部発振信号が与えられている。前記局部発振信号はまた、PLL回路35に与えられており、該PLL回路35は、マイクロコンピュータなどの図示しない選局回路から与えられる選局信号にตอบสนองして、前記局部発振回路34に関連して設けられている共振回路36への制御電圧を変化し、該共振回路36の共振周波数を変化する。こうして、前記局部発振信号の周波数が受信すべき放送局の周波数に対応するように、安定的に制御される。

【0026】同様に、前記VHF信号成分は、VHF入力同調回路となる前記BPF50において選局チャネル付近の信号成分が選択され、高周波増幅回路51において所定レベル範囲に制限され、さらにVHF段間同調回路となるBPF52において復調された後、混合回路53に与えられる。混合回路53には、前記局部発振回路34からの局部発振信号が、分周器37によって1/2に分周された1/2分周信号と、前記分周器37に縦続接続された分周器38によってさらに1/2に分周された1/4分周信号とが、切換えスイッチ39で選択されて与えられる。前記局部発振信号はまた、前述のようにPLL回路35によって安定的に制御されており、該PLL回路35は、前記選局信号にตอบสนองして、前記局部発振回路34に関連して設けられている共振回路36の共振周波数および前記切換えスイッチ39のスイッチング状態などを変化する。

【0027】前記混合回路43、53からのベースバンド信号は、増幅回路33において増幅された後、後段のデジタル復調回路に与えられ、I、Q信号などに復調される。マイクロコンピュータなどの前記選局回路からはまた、フィルタ制御データが出力されており、このフィルタ制御データはアナログ/デジタル変換器60、61において直流制御電圧に変換されてBPF40、42；50、52に与えられ、該BPF40、42；50、52のトラッキング周波数に変化される。

【0028】図2は、局部発振回路34および共振回路36ならびに分周器37、38および切換えスイッチ39付近を詳細に示すブロック図である。

【0029】局部発振回路34は、発振器71と、分周器72、73と、切換えスイッチ74とを備えて構成されている。発振器71は、GHz帯域で発振を行い、その発振信号は、分周器72で1/2分周されて、切換えスイッチ74の一方の入力に与えられるとともに、さらに分周器73で1/2分周されて、切換えスイッチ74の他方の入力に与えられる。切換えスイッチ74は、たとえばこの図2で示すように、ダイオードスイッチで実現され、前記選局信号にตอบสนองして、PLL回路35によ

して、前記2つの入力からの出力のいずれか一方が選択的に前記混合回路43に出力される。前記分周器72から出力される発振器71の1/2分周出力が直接出力されると、UHF highチャネルの局部発振信号となり、分周器73から出力される発振器71の1/4分周出力は、UHF lowチャネルの局部発振信号となる。

【 0 0 3 0 】 また、前記 1 / 4 分周出力は、前記分周器 3 7 でさらに 1 / 2 分周され、前記切換えスイッチ 3 9 に与えられる。切換えスイッチ 3 9 も、前記切換えスイッチ 7 4 と同様にダイオードスイッチなどで実現され、P L L 回路 3 5 によって切換え制御される。切換えスイッチ 3 9 の一方の出力からは、V H F h i g h チャンネルの局部発振信号は出力されて、前記混合回路 5 3 に与えられ、切換えスイッチ 3 9 の他方の出力は、前記分周器 3 8 でさらに 1 / 2 分周されて、V H F l o w チャンネルの局部発振信号として、前記混合回路 5 3 に与えられる。

【0031】共振回路36は、コンデンサC1、C2、C3、C4と、可変容量コンデンサCvと、インダクタLとを備えて構成されている。可変容量コンデンサCvは、可変容量ダイオードなどで実現され、前記選局信号にตอบสนองして、その容量値が変化する。

【 0 0 3 2 】 このようにして、実際に混合回路 4 3 に入力される UHF チャンネルの局部発振信号の周波数は、図 3 で示すように、2 つの帯域に分割され、各帯域毎に、前記 PLL 回路 3 5 から可変容量コンデンサ C_v への制御電圧の変化に対応して変化する。また、図 3 に前記フィルタ制御データをデジタル／アナログ変換器 6 0、6 1 でアナログ変換して得られる制御電圧と、BPF 4 0、4 2；5 0、5 2 のトラッキング周波数との関係を示す。この図 3 から明らかなように、本発明では、トラッキング周波数、すなわち受信周波数の可変範囲を、局部発振信号は 2 つの帯域に分割して受持っていることになる。

【 0 0 3 3 】 このようにトラッキング周波数の可変範囲を複数の帯域に分割して局部発振信号に受持たせるので、発振器 7 1 の発振周波数の可変範囲を小さくして、周波数変化に対する応答性を低くすることができる。これによって、位相ノイズを抑制することができ、デジタル放送の受信に好適であり、またデジタル放送の開始からアナログ放送の終了までの移行期間における広帯域の受信にも好適である。

【００３４】以上のように本発明に従うデジタル放送のテレビジョン受信機では、比較的簡単に周波数を低下させることができる分周器７２，７３；３７，３８を用いて、発振器７１からの局部発振信号を分周して混合回路４３，５３に入力するので、前記発振器７１の発振周波数をトラッキングフィルタであるＢＰＦ４０，４２；５０，５２のトラッキング周波数よりも高くシフトさせることができ、該発振器７１の発振周波数を通常の地上波

テレビジョン放送やCATVで使用される周波数よりも高いGHz帯程度の周波数として、共振回路36内の共振素子であるインダクタLに、前記図8で示す空芯コイルに代えて、図4で示すようなチップインダクタを使用することができ、外部からの振動による影響を受けにくくすることができる。これによって、広い周波数帯域に亘って安定動作を行なわせることができ、デジタル放送を良好に受信することができる。

【0035】さらに、上述のように局部発振回路34の発振器71の発振周波数が高くても、実際に混合手段に与えられる局部発振信号の周波数を低くすることができ、スーパーヘテロダイン方式に比べて局部発振信号の周波数が低いダイレクトコンバージョン方式を適用することができ、構成を簡略化し、イメージ妨害を無くすることができる。

【0036】前記インダクタLには、前記チップインダクタ以外にも、誘電体共振器やマイクロストリップラインなどが用いられてもよい。また、分周器の分周比や段数は、発振器71の発振周波数や受信周波数帯域幅に応じて、適宜選ばれてもよい。

【0037】

【発明の効果】請求項1の発明に係るデジタル放送の受信装置は、以上のように、入力端からの受信高周波信号のうち、受信すべき信号の周波数に同調するトラッキングフィルタと、前記トラッキングフィルタの出力を直接ベースバンド信号に変換する周波数変換手段とを含むデジタル放送の受信装置であって、周波数低下手段によって局部発振信号の周波数を低下させて混合手段に与えるようにし、局部発振手段の発振周波数をトラッキングフィルタの同調周波数よりも高いGHz帯程度にシフトさせて、局部発振手段における共振素子に、チップインダクタ、誘電体共振器またはマイクロストリップラインなどの機械的に安定な素子を使用する。

【0038】それゆえ、外部からの振動による影響を受けにくくなり、広い周波数帯域に亘って安定動作を行なわせることができ、デジタル放送を良好に受信することができる。

【0039】さらに、上述のように局部発振手段の発振周波数が高くても実際に混合手段に与えられる局部発振信号の周波数を低くすることができ、スーパーヘテロダイ
40 イン方式に比べて局部発振信号の周波数が低いダイレクトコンバージョン方式を適用することができ、構成を簡略化し、イメージ妨害を無くすることができる。

【００４０】また、請求項２の発明に係るデジタル放送の受信装置は、以上のように、前記周波数低下手段を、比較的簡単に局部発振信号の周波数を低下させることができる分周手段とする。

【0041】それゆえ、前記機械的に安定な素子の使用を容易に可能にすることができる。

50 【0042】さらにまた、請求項3の発明に係るデジタ

ル放送の受信装置は、以上のように、前記分周手段に複数の分周比を持たせ、一定の受信周波数範囲を複数のバンドに分割する。

【0043】それゆえ、局部発振手段の発振周波数の可変範囲を小さくして、位相ノイズを抑制することができ、デジタル放送の受信に好適である。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の実施の一形態のデジタル放送のテレビジョン受信機のチューナ部の電氣的構成を示すブロック図である。

【図2】図1のチューナ部における局部発振回路および共振回路ならびに分周器および切換えスイッチ付近を詳細に示すブロック図である。

【図3】本発明における制御電圧変化に対する局部発振周波数、および受信周波数の変化を示すグラフである。

【図4】本発明で使用される共振素子の一例であるチップインダクタの斜視図である。

【図5】アナログ放送のテレビジョン受信機のチューナ部の電氣的構成を示すブロック図である。

【図6】図5で示すチューナ部の共振回路における共振周波数の切換え手法を説明するための電気回路図であ

る。

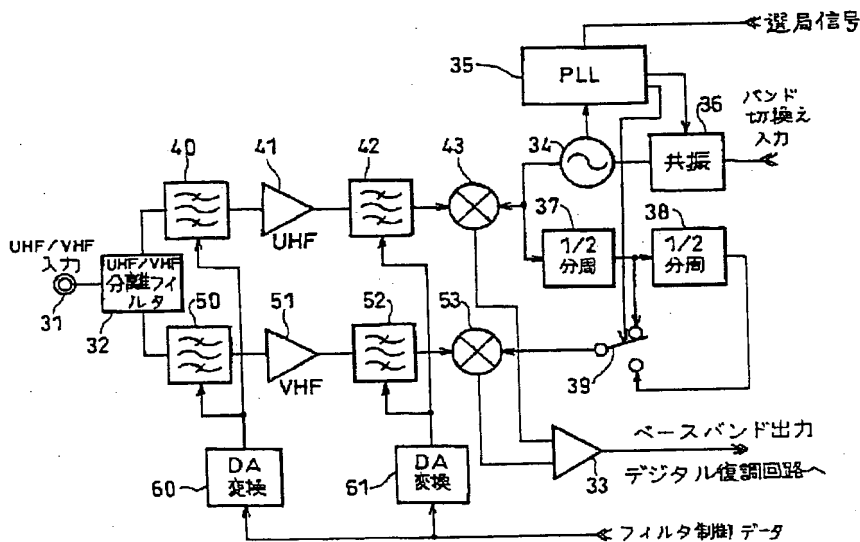
【図7】図5で示すチューナ部の制御電圧変化に対する局部発振周波数および受信周波数の変化を示すグラフである。

【図8】従来技術で使用する共振素子の一例である空芯コイルの斜視図である。

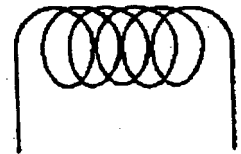
【符号の説明】

- 31 入力端子
- 32 帯域分離フィルタ
- 33 増幅回路
- 34 局部発振回路 (周波数変換手段)
- 35 PLL回路
- 36 共振回路 (周波数変換手段)
- 37, 38; 72, 73 分周器
- 39, 74 切換えスイッチ
- 40, 42; 50, 52 BPF
- 41, 51 高周波増幅回路
- 43, 53 混合回路 (周波数変換手段、混合手段)
- 60, 61 デジタル/アナログ変換器
- 71 発振器
- L インダクタ (共振素子)

【図1】



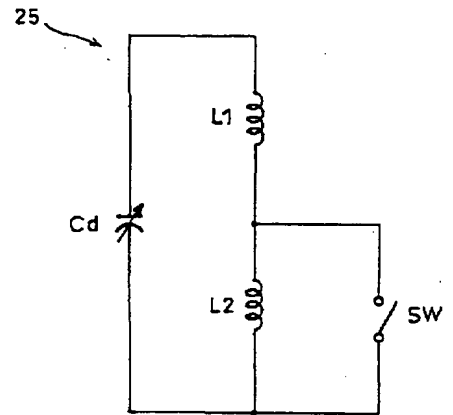
【図8】



【図4】

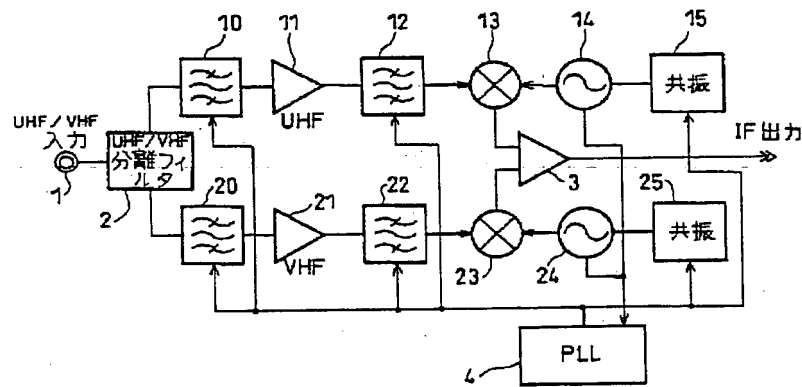


・【図 6】



制御電圧 (V)	局発共振バンド2 (MHz)	局発共振バンド1 (MHz)	受信周波数 (MHz)
1	575	420	465
5	625	470	525
11	675	520	590
16	725	570	650
21	775	620	710
26	825	670	770

【図5】



【図7】

